



Excitation d'un moment angulaire orbital (OAM) d'une onde en bande millimétrique, à partir d'une lame de phase

Ronan Niemiec, Anass Beniss, Christian Brousseau, Kouroch Mahdjoubi, Olivier Emile

► To cite this version:

Ronan Niemiec, Anass Beniss, Christian Brousseau, Kouroch Mahdjoubi, Olivier Emile. Excitation d'un moment angulaire orbital (OAM) d'une onde en bande millimétrique, à partir d'une lame de phase. 18èmes Journées Nationales Microondes, May 2013, Paris, France. pp.1. hal-00876440

HAL Id: hal-00876440

<https://hal.science/hal-00876440>

Submitted on 24 Oct 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Excitation du moment angulaire orbital (OAM) d'une onde en bande millimétrique, à partir d'une lame de phase

Ronan Niemieć^{1,2}, Anass Bennis¹, Christian Brousseau¹, Kouroch Mahdjoubi¹, Olivier Emile²

¹IETR, UMR CNRS 6164, Université de Rennes 1 Campus Beaulieu, 35042 Rennes

²LPL, URU 435, Université de Rennes 1 Campus Beaulieu, 35042 Rennes

ronan.niemiec@univ-rennes1.fr : correspondant principal

Résumé

L'utilisation d'ondes électromagnétiques à front de phase tordue dans le domaine radio est un sujet en plein essor. Il se pose alors le problème de la création d'antennes capables de générer de telles ondes. Le but de ce papier est de présenter un nouveau type d'antenne (une lame de phase plate) permettant de générer une onde électromagnétique portant du moment angulaire orbital dans la bande millimétrique.

1. Introduction

Une onde électromagnétique (EM) est définie par son amplitude, son vecteur d'onde, sa fréquence et son moment angulaire. Ce dernier peut être décomposé en deux parties distinctes [1] : le moment angulaire de spin qui correspond à la polarisation de l'onde, et le moment angulaire orbital (OAM) qui est associé à la distribution spatiale du champ électrique. Ainsi, une onde EM portant de l'OAM est caractérisée par une dépendance azimutale de sa phase notée $e^{-jl\theta}$, avec l un entier appelé charge topologique et correspondant au nombre de rotations de la phase par longueur d'onde, et θ l'angle d'azimut. De plus, la distribution de la phase implique une discontinuité sur l'axe du faisceau, créant ainsi un vortex.

Alors que la polarisation possède seulement deux états, à chaque entier relatif l est associé un mode d'OAM. Il existe donc, en théorie, un nombre infini de modes l , tous orthogonaux les uns aux autres et indépendants de la polarisation. Cette orthogonalité est alors susceptible d'être exploitée comme une nouvelle diversité, pour les télécommunications ou les radars, dès lors qu'il existe des systèmes d'émissions capables de générer ces modes d'OAM. Cette idée a récemment suscité un vif intérêt dans le domaine des radiocommunications [2,3], une idée proposée étant l'utilisation de plusieurs « sous-canaux » se distinguant par le nombre d'enroulement de la structure du champ EM pour encoder l'information. Depuis, de nombreux débats ont eu lieu pour comparer ce « codage OAM » avec les techniques MIMO, la conclusion actuelle étant que les « sous-canaux d'OAM » sont un sous-ensemble des solutions apportées par le MIMO [4]. Dans le même temps, des mesures d'interférences ont été réalisées en optique entre un faisceau portant de l'OAM et un objet inconnu [6] pour en estimer les symétries rotationnelles.

Ceci ouvre de nouvelles perspectives dans le domaine radio pour l'identification radar.

Nous présentons ici un nouveau type d'antenne visant à générer une onde EM portant de l'OAM, en utilisant une lame de phase plate à permittivité variable, à la fréquence $f = 30$ GHz et pour un OAM d'ordre $|l| = 1$.

2. Génération d'ondes portant de l'OAM

Dans le domaine radio, des réseaux circulaires de dipôles ont été proposés pour générer une onde portant de l'OAM avec un ordre $|l| < N/2$, où N est le nombre d'antennes [2]. Chaque élément du réseau est déphasé de $2\pi.l/N$ par rapport à son voisin, ce qui mène à une rotation de $2\pi.l$ de la phase autour de l'axe du faisceau. D'autre part, des lames de phase hélicoïdales sont utilisées en optique depuis plusieurs années, et l'ont été plus récemment dans la bande des 100 GHz [6]. La variation d'épaisseur de ces lames introduit une variation linéaire de la phase en fonction de l'angle d'azimut θ .

Au niveau expérimental, la première utilisation de l'orthogonalité des modes d'OAM dans le domaine radio et en environnement naturel a été faite l'an dernier [3]. L'antenne utilisée est un réflecteur parabolique classique mais déformé (« twisté ») pour induire une distribution azimutale de la phase. Cette antenne est la première jamais utilisée dans un démonstrateur de télécommunications utilisant l'OAM.

3. Lame de phase plate avec une variation angulaire de la permittivité

3.a. Conception de la lame de phase plate

Cette approche est similaire à celle de la lame de phase hélicoïdale, dans le sens où l'onde est déphasée lors de la traversée de la lame. L'innovation ici est que la lame proposée est plate. Le déphasage est induit grâce à une variation angulaire de la permittivité contrôlée par le perçage de trous dans la matière (Figure 1), et non avec une variation angulaire de l'épaisseur de la lame. Ce concept a été utilisé pour la première fois pour des lentilles sphériques, percées suivant leurs rayons [7], puis constituées de disques de diamètres différents, eux aussi percés [8]. Dans notre cas, une seule plaque est utilisée, et la loi de distribution des trous est différente.

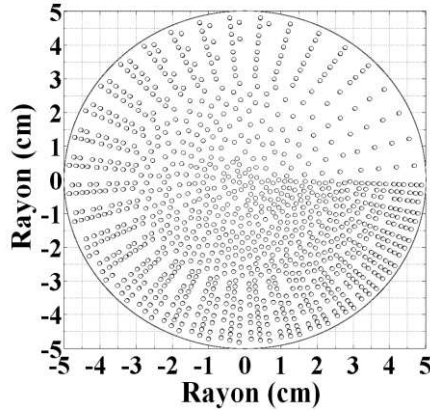


Figure 1. Distribution des trous percés dans la lame de Téflon en fonction de l'angle d'azimut θ .

L'équation (1) donne la relation entre la permittivité relative ϵ_r et l'angle d'azimut θ . Cette variation est représentée sur la Figure 2 :

$$\epsilon_r(\theta) = \theta^2 \Delta_n^2 / (2\pi \cdot l)^2 - \theta \cdot n_m \cdot \Delta_n / (\pi \cdot l) + n_m^2, \quad (1)$$

où Δ_n est la variation de l'indice de réfraction, n_m , l'indice de réfraction du matériau brut (ici, du Téflon d'indice 1,45) et l , la charge topologique.

Dans notre cas, pour avoir une charge topologique $|l|=1$ correspondant à une rotation de phase de $\pm 2\pi$ sur le front d'onde, le perçage doit induire une variation de 1,35 à 1,45 de l'indice de réfraction en fonction de l'angle d'azimut θ . L'équation (2) montre la relation entre ce volume de trous percés V_k et la permittivité relative $\epsilon_r(\theta)$ en fonction de l'angle θ :

$$V_h(\theta) = (\epsilon_r(\theta) - n_m^2) / (1 - n_m^2) \quad (2)$$

La difficulté est de concevoir une distribution de trous qui permette d'induire la variation attendue de la permittivité et qui soit aussi réalisable mécaniquement.

3.b. Réalisation de la lame de phase plate

La fréquence de fonctionnement ayant été choisie égale à 30 GHz, cela implique que le diamètre de chacun des trous doit être très faible devant la longueur d'onde, de l'ordre de $d = \lambda/10$, soit 1 mm. Dans notre cas, la lame a un rayon $R = 50$ mm et une épaisseur $L = 104$ mm. De plus, d'après la Figure 1, le nombre de trous nécessaire est élevé, de l'ordre du millier, ce qui induit de fortes contraintes sur le matériau lors de l'usinage. Une autre difficulté est de percer un tour de diamètre d et de longueur L , alors que la longueur usuelle pour un foret de cette taille est de l'ordre de $L/10 \sim 10$ mm.

Pour surmonter ces difficultés, la structure de la lame de phase a été décomposée en sous-lames comme le montre la Figure 3. Pour conserver une marge de sécurité confortable, 2 sous-lames de longueur 4 mm et 16 sous-lames de longueur 6 mm ont été utilisées. Théoriquement, tant que la distribution des trous est respectée, l'ordre dans lequel ces sous-lames sont arrangées n'importe pas. En effet, le paramètre pertinent est la quantité de vide extraite, pas la continuité des trous utilisés. Cependant, nous avons décidé de conserver cette continuité pour nous en servir comme confirmation visuelle lors de l'assemblage de la lame de phase.

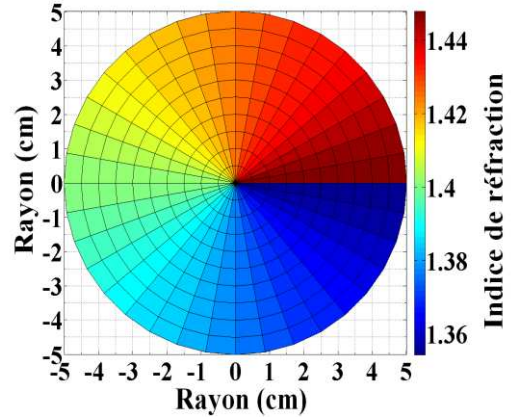


Figure 2. Variation de l'indice de réfraction n_m en fonction de l'angle d'azimut θ .

4. Résultats de simulation

4.a. Simulations numériques

La lame est éclairée par un cornet. Le champ EM total généré a été simulé numériquement en champ lointain à l'aide du logiciel CST. La Figure 4.a montre la directivité du faisceau. La forme spécifique en anneau et la zone de faible intensité (ou vortex), caractéristiques d'un faisceau portant de l'OAM, sont toutes les deux bien visibles. La Figure 4.b montre la phase de ce faisceau. Comme attendu, une rotation de phase de 2π est observée sur le cercle blanc correspondant au maximum d'intensité du champ EM. Cette simulation a été effectuée pour les deux polarisations du cornet par rapport à la lame de phase. Dans un souci de clarté, un seul jeu de résultat est présenté ici.

4.b. Comparaison avec d'autres antennes

Nous avons choisi de comparer cette lame de phase avec des antennes déjà présentées dans la littérature [3,5], la lame hélicoïdale et l'antenne parabolique « twistée ». La lame hélicoïdale a été simulée à la fréquence de 30 GHz (voir Figure 5). L'antenne parabolique « twistée » a aussi été simulée à cette même fréquence, mais pour faciliter la visualisation (le faisceau étant beaucoup plus focalisé pour une antenne parabolique), la Figure 6 présente les résultats obtenus à la fréquence de 2.41 GHz comme celle utilisée en [3]. Dans les deux cas, sont visibles en (a) la forme « en anneau » caractéristique et le minimum

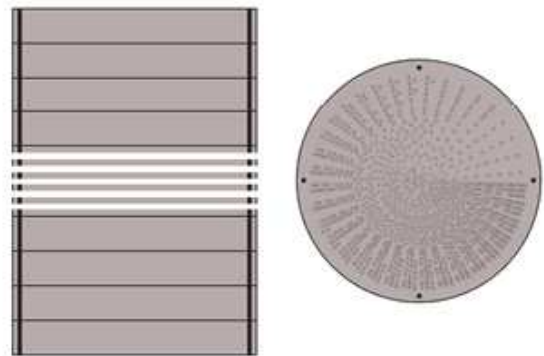


Figure 3. Vue de côté (à gauche) et de dessus (à droite) de la lame de phase plate. La structure est maintenue en place avec quatre tiges de nylon.

au niveau de l'axe de propagation, et en (b) une rotation de phase de 0 à 2π au niveau du maximum d'intensité du champ EM. La directivité pouvant être corrigée, nous nous sommes concentrés dans cette communication sur l'OAM porté par les ondes EM générées. Malgré tout, la connaissance de leur amplitude reste essentielle, puisque l'information de phase n'est pertinente que s'il y a suffisamment d'énergie. Comparer ces trois antennes revient donc à comparer la rotation de phase au niveau du maximum d'amplitude. Le critère de comparaison choisi est la pureté du mode l de l'onde EM générée.

Cette pureté a été calculée en extrayant la phase le long du cercle blanc. La décomposition en mode propre d'OAM est alors obtenue directement grâce à une transformée de Fourier, suivant l'équation (3) où φ_l représente la distribution de moment angulaire, et $\psi(\theta)$ la valeur de la phase en fonction de l'angle θ [9]:

$$\varphi_l = (1/2\pi) \int_{-\pi}^{+\pi} d\theta \psi(\theta) \exp(-jl\theta) \quad (3)$$

Les résultats pour les trois antennes sont présentés à la Figure 7. Le cas idéal correspondrait à un mode pur avec une amplitude normalisée proche de 1. Pour les trois antennes, un mode $l = -1$ dominant est observé, mais avec une amplitude légèrement supérieure à 0,4 pour la lame plate, et légèrement supérieure à 0,5 dans les deux autres cas. Ce qui peut être expliqué par la variation de la directivité le long du cercle, nulle dans le cas idéal. Cependant, nous considérons ces résultats comme satisfaisants, le mode $l = -1$ ayant une proportion 3,5 fois plus importante que le mode secondaire pour la lame plate, jusque 7 pour la parabole twistée et 10 pour la lame hélicoïdale.

Les moins bonnes performances de la lame plate sont compensées par ses avantages : facilité à changer la loi de distribution des trous, et grande adaptabilité.

5. Conclusion

Dans cette communication, un nouveau moyen de générer une onde EM portant de l'OAM dans la bande millimétrique est présenté. Une lame de phase plate est conçue pour avoir un ordre d'OAM $l=1$, en perçant des

trous dans une lame de Téflon. Les techniques utilisées pour la réaliser sont présentées, ainsi que des résultats de simulation permettant une étude comparative entre notre antenne et celles existantes dans la littérature (lame hélicoïdale et réflecteur parabolique twisté).

Les auteurs remercient la DGA et la Région Bretagne pour leur soutien financier.

6. Références bibliographiques

- [1] J.D. Jackson, Classical Electrodynamics, New York: Wiley, 1998.
- [2] S.M. Mohammadi et al., « *Orbital angular momentum in radio – A system study* », IEEE Trans. on Ant. and Prop., Vol. 58, n°2, 2010.
- [3] F. Tamburini et al., « *Encoding many channels on the same frequency through radio vorticity: first experimental test* », New J. Phys., Vol. 14, 2012, 033001.
- [4] O. Edfors and A. J. Johansson, « *Is orbital angular momentum (OAM) based radio communications an unexploited area?* », IEEE Trans. on Ant. and Prop., Vol. 60, n°2, pp. 1126-1131, 2012.
- [5] N. Uribe-Patarroyo et al., « *Object Identification Using Correlated Orbital Angular Momentum (OAM) States* », in *Frontiers in Optics*, Rochester, NY, USA, 2012.
- [6] G.A. Turnbull et al., « *The generation of free-space Laguerre-Gaussian modes at millimetre-wave frequencies by use of a spiral phaseplate* », Optics Comm., Vol. 127, pp. 183-188, June 1996.
- [7] K.A. Zimmerman and D.L. Runyon, « *Luneburg lens and method of constructing same* », U.S. Patent 5 677 796, Oct. 14, 1997.
- [8] S. Rondineau, M. Himdi, and J. Sorieux, « *A sliced spherical Luneburg lens* », IEEE Ant. and Wireless Prop. Letters, Vol. 2, pp. 163-166, 2003.
- [9] E. Yao et al., « *Fourier relationship between angular position and optical angular momentum* », Optics Express, vol. 14, pp. 907-9076, 2006.

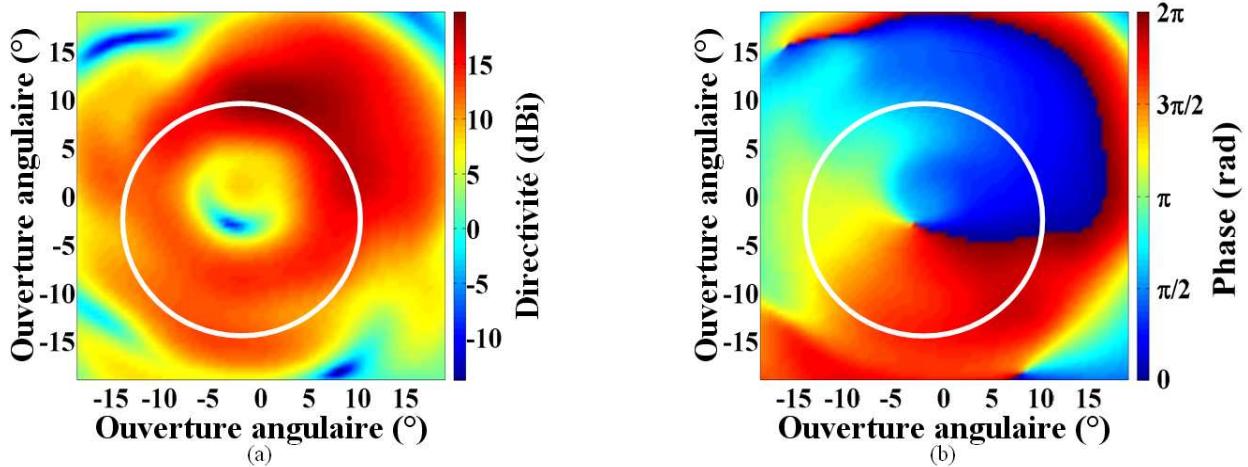


Figure 4. Représentation du champ lointain en avant de la lame plate, obtenu par simulation. Le cercle blanc correspond au maximum d'intensité du champ EM. En (a), la forme caractéristique en anneau est bien visible, tout comme la rotation de phase de 0 à 2π en (b). Le cercle blanc présente le cercle sur lequel les informations d'amplitude et de phase ont été extraites.

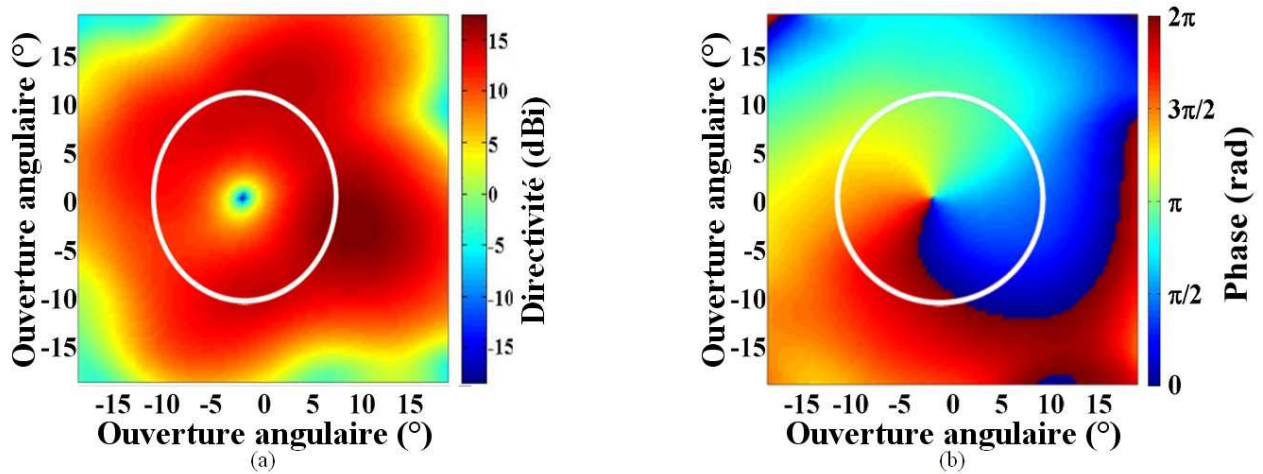


Figure 5. Représentation du champ lointain en avant de la lame hélicoïdale, obtenu par simulation. Le cercle blanc correspond au maximum d'intensité du champ EM. En (a), la forme caractéristique en anneau est bien visible, tout comme la rotation de phase de 0 à 2π en (b).

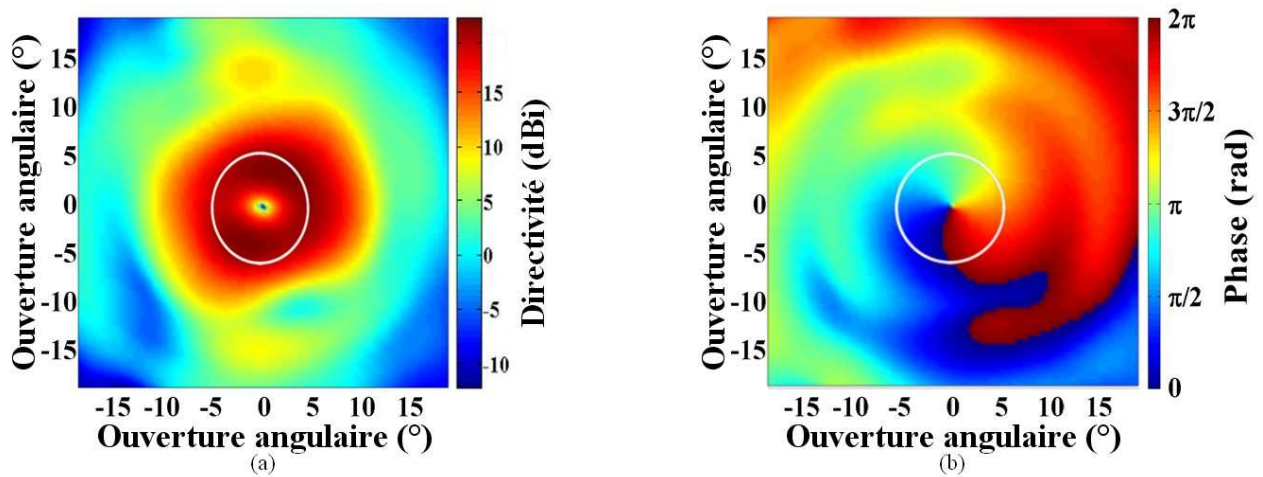


Figure 6. Représentation du champ lointain en avant de la parabole twistée, obtenu par simulation. Le cercle blanc correspond au maximum d'intensité du champ EM. En (a), la forme caractéristique en anneau est bien visible, tout comme la rotation de phase de 0 à 2π en (b).

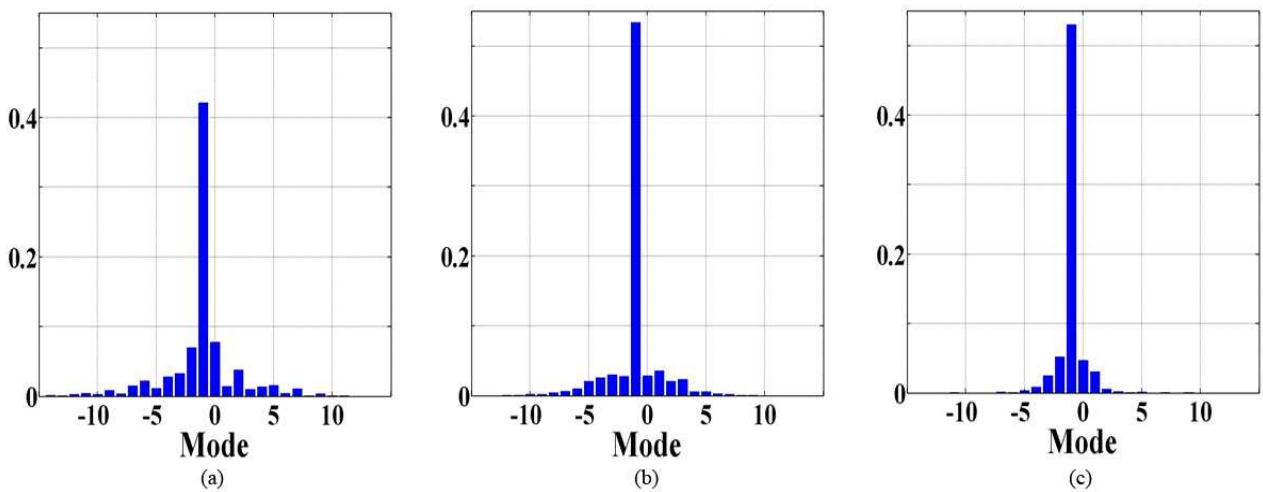


Figure 7. Décomposition en mode entier pour la lame de phase plate (a), la lame hélicoïdale (b) et l'antenne parabolique « twistée » (c). Dans les trois cas, le cercle de référence est le cercle blanc des Figures 4 à 6 correspondantes.